

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Shoji OTAKA

GAU:

SERIAL NO: NEW APPLICATION

EXAMINER:

FILED: HEREWITH

FOR: FREQUENCY CONVERTER AND RADIO COMMUNICATION APPARATUS

REQUEST FOR PRIORITY

COMMISSIONER FOR PATENTS
ALEXANDRIA, VIRGINIA 22313

SIR:

Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.

Full benefit of the filing date(s) of U.S. Provisional Application(s) is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e). Application No. Date Filed

Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

| <u>COUNTRY</u> | <u>APPLICATION NUMBER</u> | <u>MONTH/DAY/YEAR</u> |
|----------------|---------------------------|-----------------------|
| Japan | 2002-280739 | September 26, 2002 |
| Japan | 2003-152081 | May 29, 2003 |

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

are submitted herewith

will be submitted prior to payment of the Final Fee

were filed in prior application Serial No. filed

were submitted to the International Bureau in PCT Application Number
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.

(A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and

(B) Application Serial No.(s)
 are submitted herewith
 will be submitted prior to payment of the Final Fee

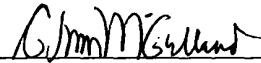
Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.



Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913


G. Irvin McClelland
Registration Number 24,913

Customer Number

22850

Tel. (703) 413-3000
Fax. (703) 413-2220
(OSMMN 05/03)

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office

出願年月日

Date of Application:

2002年 9月26日

出願番号

Application Number:

特願2002-280739

[ST.10/C]:

[JP2002-280739]

出願人

Applicant(s):

株式会社東芝

2003年 1月31日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3002796

【書類名】 特許願

【整理番号】 13B0290471

【提出日】 平成14年 9月26日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03D 9/00

【発明の名称】 周波数変換器および無線送受信機

【請求項の数】 9

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝
研究開発センター内

【氏名】 大高 章二

【特許出願人】

【識別番号】 000003078

【氏名又は名称】 株式会社 東芝

【代理人】

【識別番号】 100081732

【弁理士】

【氏名又は名称】 大胡 典夫

【選任した代理人】

【識別番号】 100075683

【弁理士】

【氏名又は名称】 竹花 喜久男

【選任した代理人】

【識別番号】 100084515

/ 【弁理士】

【氏名又は名称】 宇治 弘

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 009427

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0001435

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 周波数変換器および無線送受信機

【特許請求の範囲】

【請求項1】 周波数変換される信号が入力される相互コンダクタンス回路の出力電流が局部発振信号により駆動される電流スイッチ回路を介して出力信号を得る周波数変換器において、

前記相互コンダクタンス回路と前記電流スイッチ回路の間に、集積回路上で製造されるインダクタおよびキャパシタから成る整合回路を挿入することを特徴とした周波数変換器。

【請求項2】 周波数変換される信号が入力される相互コンダクタンス回路の出力電流が局部発振信号により駆動される電流スイッチ回路を介して出力信号を得る周波数変換器において、

前記相互コンダクタンス回路と前記電流スイッチ回路の間に、相互コンダクタンス回路に入力された信号の周波数においてインダクティブ回路を挿入することを特徴とした周波数変換器。

【請求項3】 前記請求項2記載の周波数変換器において、

前記インダクティブ回路は集積回路上で製造できるインダクタを用いることを特徴とした周波数変換器。

【請求項4】 前記請求項2記載の周波数変換器において、

前記インダクティブ回路は集積回路上で製造できるインダクタとキャパシタの並列共振回路を用いることを特徴とした周波数変換器。

【請求項5】 前記請求項4記載の周波数変換器において、

前記並列共振回路の共振周波数は入力周波数の2倍以上とすることを特徴とした周波数変換器。

【請求項6】 前記請求項4記載の周波数変換器において、

前記並列共振回路の共振周波数(ω)は、略(3 $\omega_1 \pm \omega_2$) [ただし、 ω_1 :局部発振周波数, ω_2 :所望の出力周波数]とすることを特徴とした周波数変換器。

【請求項7】 前記請求項4記載の周波数変換器において、

前記並列共振回路の共振周波数 (ω) は、略 ($2\omega_1 \pm \omega_2$) [ただし、 ω_1 : 局部発振周波数, ω_2 : 所望の出力周波数] とすることを特徴とした周波数変換器。

【請求項 8】 前記請求項 1 乃至 7 記載の周波数変換器のいずれか 1 つを、無線部の送信側もしくは受信側の周波数変換のために備えることを特徴とした無線送受信機。

【請求項 9】 周波数変換される信号が入力される相互コンダクタンス回路の出力電流が局部発振信号により駆動される電流スイッチ回路を介して出力信号を得る周波数変換器において、

前記相互コンダクタンス回路と前記電流スイッチ回路の間にインダクタおよびキャパシタから成る整合回路を挿入することを特徴とした周波数変換器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、周波数変換器における高利得化および低雑音化に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、無線端末の開発が盛んに行われており、無線端末の小型化、低価格化が進んでいる。小型化、低価格化の双方を満たす、無線端末用無線アナログ部の実現手法の一つに、無線アナログ回路をIC(集積回路)で製造することがあげられる。無線アナログ回路の一つである周波数変換器をICで製造する際、一般に用いられる回路はシングルバランストミキサおよびダブルバランストミキサである。図8にシングルバランストミキサの従来の回路例を示す(非特許文献1参照)。図8において、入力信号 V_{in} をRF信号とし、出力信号 V_{out} をIF信号とした場合の周波数変換器すなわちダウンコンバータの動作について以下に説明する。

【0003】

入力信号 V_{in} がトランジスタQ1のベース端子に入力される。トランジスタQ1は相互コンダクタンス増幅器として動作し、ベース端子に入力された V_{in} に比例した電流 I_{in} をコレクタ端子から出力する。この電流 I_{in} はトランジスタQ2、Q3から

なる電流スイッチに入力される。電流スイッチでは、L0（局部発振）信号がトランジスタQ2,Q3のベース端子に入力され、L0信号の極性によりQ2またはQ3が導通、遮断する。すなわち、Q2のベース電位がQ3のベース電位より高いとき、Q2が導通しQ1に流れる電流が全てQ2に流れ、Q3のベース電位がQ2のベース電位より高いとき、Q3が導通しQ1に流れる電流が全てQ3に流れ。

【0004】

RF信号の角周波数を ω_{RF} 、 I_{in} を $\cos(\omega_{RF}t)$ 、L0信号の角周波数を ω_{L0} 、 I_{in} を $\cos(\omega_{L0}t)$ とする、Q2のコレクタに流れる電流からQ3のコレクタに流れる電流の差電流 I_{out} は

$$\begin{aligned} I_{out} &= k (\cos(\omega_{RF}t) - \cos(\omega_{L0}t)) \\ &= k/2 (\{\cos(\omega_{RF} - \omega_{L0})t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{L0})t\}) \quad \dots \end{aligned}$$

1)

と表される。ここで、kは比例定数である。角周波数($\omega_{RF} - \omega_{L0}$)の成分が所望のIF出力信号であり、角周波数($\omega_{RF} + \omega_{L0}$)の成分が不要波となる。 $I =$ 電流スイッチに流れる電流は抵抗R1、R2により電圧に変換され、出力電流 V_{out} を得る。

【0005】

なお、ダブルバランストミキサはシングルバランストミキサが並列接続された回路形式であるので、ここでは詳細な説明を省く。ただし、この場合、入力信号 V_{in} が平衡（差動）入力となる。

【0006】

図8のシングルバランストミキサにおいて、Q1のコレクタからみたインピーダンス Z_{gm} は、近似的にQ1のコレクタからみた出力抵抗 R_{gm} とコレクタに寄生するキャパシタ C_{gm} が並列接続されたインピーダンスで表される。これを図9(a)に示す。このとき、 Z_{gm} は、

$$Z_{gm}(1/(j\omega C_{gm} + 1/R_{gm})) = (R_{gm} - j\omega C_{gm} R_{gm}^2) / (1 + \omega^2 C_{gm}^2 R_{gm}^2) \quad \dots$$

・ (2)

と表される。ここで、角周波数 ω_{RF} での C_{gm} と R_{gm} の関係は、一般に、

$$1 < \omega_{RF} C_{gm} R_{gm} \quad \dots \quad (3)$$

となる。このとき、 $Z_{gm}(\omega_{RF})$ は

$$Z_{gm}(\omega_{RF}) = 1/(\omega_{RF} C_{gm}) \left(1/(\omega_{RF} C_{gm} R_{gm}) - j \{ 1/(\omega_{RF} C_{gm}) \} \right) \quad \dots (4)$$

と近似できる。これから、虚数部は寄生キャパシタによるインピーダンス成分がそのまま反映されたものであるが、実数部の値は寄生キャパシタによる成分を実数に置き換えた値よりも小さい値をとる。

【0007】

一方、図8のシングルバランストミキサにおいて、Q2,Q3の共通エミッタ端子からみたインピーダンス Z_{sw} は、近似的にQ2,Q3の共通エミッタ端子からみた抵抗 R_{sw} とQ2,Q3の共通エミッタに寄生するキャパシタ C_{sw} が並列接続されたインピーダンスで表される。これを図9(b)に示す。抵抗 R_{sw} は熱電圧 $V_T (=26mV)$ をQ2,Q3に流れる電流和、すなわちQ1に流れる電流 I_{in} で除算した V_T/I_{in} となり、一般に低抵抗となる。また、寄生キャパシタ C_{sw} は主にQ2,Q3のベース、エミッタ間容量 C_b の和となる。電流スイッチの入力インピーダンス Z_{sw} は、

$$Z_{sw} = 1/(j\omega C_{sw} + (1/R_{sw})) = (R_{sw} - j\omega C_{sw} R_{sw}^2)/(1 + \omega^2 C_{sw}^2 R_{sw}^2) \quad \dots (5)$$

と表される。一般に、 R_{sw} が小さいため、角周波数 ω_{RF} において、 C_{sw} と R_{sw} の関係は、

$$1 > \omega_{RF} C_{sw} R_{sw} \quad \dots (6)$$

となる。このとき、 Z_{sw} は

$$Z_{sw} = R_{sw} - j R_{sw} (\omega_{RF} C_{sw} R_{sw}) \quad \dots (7)$$

と近似できる。これから、実数部は寄生抵抗がそのまま反映されたものであるが、虚数部の値は寄生抵抗による成分を虚数に置き換えた値よりも小さい値をとる。

【0008】

電力伝送を最大にする手法として周知の電力整合の条件は、この場合、 $Z_{gm}=Z^*$ _{sw}である。ここで、*は共役複素数を表す。なお、この場合の電力整合はQ2,Q3からなる電流スイッチ部の入力インピーダンスが規定されているのでQ2,Q3へ注入される電流を最大にすることになり、周波数変換器の利得を高める手法と等価

である。

【0009】

式(4)と式(7)から、 Z_{gm} および Z_{sw} の虚数部はともにキャパシティブ($-jX:X$ は正数)であるため、この場合、電力整合条件はとれていない。このため、この構成の周波数変換器の利得は、実現しうる最大の利得以下である。このように従来の周波数変換器では、利得が小さくなるという問題があった。

【0010】

【非特許文献1】

・ K. L. Fong and R. G. Meyer, "Monolithic RF Active Mixer Design", IEEE Transaction on circuit and systems--II: Analog and digital signal processing, vol. 46, No. 3, March 1999, pp.231-239.

【0011】

【発明が解決しようとする課題】

本発明は、上述のような従来の周波数変換器の問題点に鑑みてなされたもので、利得を上げると共に低雑音化が可能な周波数変換器及びこれを用いた無線送受信機を提供することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】

この課題を解決するために、相互コンダクタンス増幅器の出力端とスイッチ部の入力端子間にICで製造できるインダクタ、キャパシタを用いた整合回路を挿入する。また、簡易的な手法として、インダクタまたはインダクタとキャパシタから成る並列共振回路を挿入する。

【0013】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。図1は、本発明の一実施形態の構成を示すものであり、Q1からなる相互コンダクタンス増幅器とQ2,Q3からなる電流スイッチ部との間に、IC（集積回路）で製造可能なキャパシタまたはインダクタを用いた電力整合回路（M. C.）を接続している点が本発明に係わる点である。

【0014】

また、図2は図1で示した電力整合回路の具体的な一実施形態の例を示す図である。電力整合回路の構成は複数あるが、ここで示したもののは、Q1のコレクタ端子と接地間にIC上で製造できるキャパシタ C_{m1} を接続し、Q1のコレクタ端子とQ2、Q3の共通エミッタ端子間にIC上で製造できるインダクタ L_m を接続し、Q2、Q3の共通エミッタ端子と接地間にIC上で製造できるキャパシタ C_{m2} を接続するものである。この整合回路の素子値を選ぶことにより、整合回路からQ1をみた実数部を R_s に近づけるとともに、整合回路からQ1をみた虚数部を $+ j R_{sw} (\omega_{RF} C_{sw} R_{sw})$ に近づけることができる。

【0015】

図3はQ1のコレクタ端子とQ2、Q3の共通エミッタ端子間にインダクティブな素子を挿入した本発明に係わる一実施形態である。ここで、インダクティブ素子(jX)はQ1に入力される信号の周波数帯においてインダクティブ素子として動作するものであり、必ずしも全ての周波数帯でインダクティブ素子として動作することは間わない。図1に示した構成と異なるところは、整合回路(M.C.)をインダクティブ素子($jX:X$ は正数)に置き換えた点である。したがって、図3におけるインダクティブ素子からQ1をみたインピーダンス Z_{gmX} は

$$Z_{gmX} = 1/(\omega_{RF} C_{gm}) (1/(\omega_{RF} C_{gm} R_{gm}) + j \{ X - 1/(\omega_{RF} C_{gm}) \}) \quad \cdot$$

・ (8)

となる。例えば、 $X > 1/(\omega_{RF} C_{gm})$ と選べば、 Z_{gmX} の虚数部はインダクティブとなり、電力整合点に近づくことがわかる。本手法は、相互コンダクタンス増幅器Q1から電流スイッチQ2、Q3への電力伝送を最大とするものではないが、従来に比べて伝送される電力が大きくなるので、本発明の目的である高利得化の主旨に合致するものである。

【0016】

図3において、インダクティブ素子の実現方法としてIC上で製造できるインダクタ L_x を用いた一実施形態の構成を図4に示す。

【0017】

また、図3において、インダクティブ素子の実現手法としてIC上で製造できる

インダクタ L_x とキャパシタ C_x の並列共振回路を用いた一実施形態の構成を図5に示す。インダクタ L_x とキャパシタ C_x の並列共振回路のインピーダンス Z_x は、

$$Z_x = j [1 / \{ 1 / (\omega L_x) - \omega C_x \}] \quad \dots \quad (9)$$

と表される。これから、インダクタ L_x とキャパシタ C_x の並列共振回路の共振周波数 $\omega_x = 1/\text{SQR}(L_x C_x)$ より小さい周波数ではインダクティブ素子となるため、Q1に入力される周波数 ω_{RF} を共振周波数 ω_x より小さくすることにより、電流スイッチQ2,Q3へ伝送される電力が図8に示した回路に比べて大きくなる。すなわち、周波数変換器の利得を高めることができる。この場合、インダクタ L_x とキャパシタ C_x の共振回路からQ1をみたインピーダンス Z_{gmX} は、

$$\begin{aligned} Z_{gmX} = & 1 / (\omega_{RF} C_{gm}) \times 1 / (\omega_{RF} C_{gm} R_{gm}) \\ & + j [1 / \{ 1 / (\omega_{RF} L_x) - \omega_{RF} C_x \} - 1 / (\omega_{RF} C_{gm})] \end{aligned} \quad \dots \quad (10)$$

)

となる。周波数 ω_{RF} において、 $1 / \{ 1 / (\omega_{RF} L_x) - \omega_{RF} C_x \}$ は正の値をとるので、周波数変換器の利得を高めることができる。

【0018】

次に、本発明を用いることにより、周波数変換器の利得向上のほかに低雑音化を達成できることについて述べる。図6は、周波数変換器のL0信号のスペクトル(L0)、所望のIF信号に周波数変換されるRF信号の帯域のスペクトル(RF)、および周波数変換された所望のIF信号帯域を示す。所望のIF信号の帯域に周波数変換されるRF信号帯域は、L0周波数を ω_{L0} とすると、 $\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $\omega_{L0} - \omega_{IF}$ の他に ω_{L0} の高調波成分に起因する $2\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $2\omega_{L0} - \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$ 、 $4\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $4\omega_{L0} - \omega_{IF}$ 、 $n\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $n\omega_{L0} - \omega_{IF}$ 、(n=5以上の整数)が存在する。シングルバランストミキサのL0信号は差動信号であるので、L0信号の高調波成分のうち、一般に最も大きいのは3次高調波である $3\omega_{L0}$ 成分である。したがって、相互コンダクタンス増幅器Q1から出力される雑音において、 $3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$ の帯域の雑音を小さくすることにより、L0信号の $3\omega_{L0}$ 成分により周波数変換される雑音が小さくなる。すなわち、相互コンダクタンス増幅器Q1から出力される $3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$ の雑音を抑圧することにより周波数変換器の雑音

特性を向上することができる。

【0019】

本発明に係わる図1、図2に示した電力整合回路を用いることにより、所望のRF周波数 $\omega_{RF} = \omega_{L0} + \omega_{IF}$ または $\omega_{L0} - \omega_{IF}$ においてQ2,Q3からなる電流スイッチ部へ伝送される電力を最大にし、それ以上およびそれ以下の周波数では伝送される電力は小さくなる。一方、出力角周波数を、 $\omega_{L0} - \omega_{IF}$ とする場合、出力角周波数 $\omega_{L0} - \omega_{IF}$ に変換される角周波数成分は $2\omega_{L0} + \omega_{IF}$ であるため、共振器の共振角周波数を $2\omega_{L0} + \omega_{IF}$ とすると優れた雑音特性が得られる。したがって、 $\omega = 3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$ の雑音成分は所望のRF信号帯域に比べ抑圧されて電流スイッチ部へ伝達されるので、本発明により低雑音化が図れる。

【0020】

同様に、図3、図4、図5に示した所望なRF信号帯域でインダクティブ素子となる回路を挿入する本提案の回路についても、 $\omega = 3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$ の雑音成分を所望のRF信号帯域に比べ抑圧して電流スイッチ部へ伝送できるので、低雑音化が実現できる。さらに、図5においては、インダクタ L_x とキャパシタ C_x の並列回路の共振周波数 ω_x を $3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ または $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$ とすることにより、この周波数では雑音成分の伝達が無限小になり、低雑音性に優れた特性が得られる。

【0021】

即ち、並列共振回路の共振周波数（ ω ）は、略 $(3\omega_1 \pm \omega_2)$ [ただし、 ω_1 ：局部発振周波数、 ω_2 ：所望の出力周波数] とすることにより、低雑音特性が得られる。なお $(3\omega_1 \pm \omega_2)$ が望ましいが、設計上許容する範囲での誤差は構わない。

【0022】

なお、この場合でも、所望のRF信号帯域ではインダクティブ素子として動作するため、利得向上が図ることは言うまでもない。

【0023】

また、図5において、インダクタ L_x とキャパシタ C_x の並列回路の共振周波数 ω_x を $2\omega_{L0}$ 以下にしても、周波数変換器の高利得化、低雑音化は原理的には得られ

るが、それ以下にすることは得策ではない。すなわち、IC上での製造バラツキにより、共振周波数 ω_X の精度が劣化するためであり、結果的に設計で見込まれた高利得化および低雑音化が得られなくなるためである。

【0024】

以下、この製造バラツキが主にキャパシタの容量値の絶対バラツキにより生じるものとして、キャパシタの容量値のバラツキに対する共振器のインピーダンス Z_X のばらつきについて考察する。

【0025】

一般に、IF周波数はL0周波数に比べて小さいので、ここでは説明を簡単にするため、 $2\omega_{L0} + \omega_{IF}$ ($2\omega_{L0}$ または $2\omega_{L0} - \omega_{IF}$ ($2\omega_{L0}$)と仮定する。インダクタ L_X とキャパシタ C_X の並列回路の共振周波数は式(9)より $\omega_X = 1/\text{SQR}(L_X C_X)$ である。キャパシタ C_X の容量値を、バラツキを含めて $C_X(1+y)$ とする。このときの共振周波数は $\omega_X = 1/\text{SQR}\{L_X C_X(1+y)\} ((1-y/2)/\text{SQR}(L_X C_X))$ と近似できる。RF周波数として、この共振周波数の整数分の1(1/N)を用いる場合、RF周波数は $\omega_{RF}((1-y/2)/\{N(\text{SQR}(L_X C_X))\})$ となる。周波数 ω_{RF} における共振器のインピーダンス Z_X は

$$Z_X(\omega_{RF}) = 1 / [(N-1/N) \text{SQR}(L/C) \{1+(y/2)(N+1/N)/(N-1/N)\}] \quad \dots \quad (11)$$

となる。Nは共振周波数とRF周波数の比を表しており、Nを大きくすると、容量値のバラツキyに対する Z_X の変化分が小さくなることがわかる。すなわち、N=2の場合、 $(N+1/N)/(N-1/N)=1.67$ であり、N=5の場合、 $(N+1/N)/(N-1/N)=1.08$ となる。よって、容量のばらつきによる感度を下げるには、Nを大きくするのがよい。

【0026】

容量のバラツキを最大0.5とすると、すなわち、 $y=0.5$ とすると、N=2のとき、 $Z_X=0.7(Z_{X0})$ となる。ここで、 Z_{X0} は $y=0$ としたときの共振器のインピーダンスを表す。一方、 $y=-0.5$ とすると、 $Z_X=1.7(Z_{X0})$ となる。したがって、バラツキのない共振器のインピーダンス Z_{X0} に比べて2倍以下のインピーダンスが得られることがわかる。Nを2以下にすると、バラツキのない共振器のインピーダンス Z_{X0} に比べて2倍以上変化することがあるため、期待された高利得化および低雑音化が達成できなくなる。このため、バラツキを考慮すると、共振器の共振周波数はRF周波数の2倍以上にするのがよい。なお、一般にICの設計においては、設計マージンとし

て2倍以下のバラツキを考慮するのが通例である。

【0027】

以上の説明では、主に受信用周波数変換器について述べたが、本発明は送信用周波数変換器についても同様に適用できる。この場合、相互コンダクタンス増幅器はIF周波数となるが、共振器の共振周波数はIF周波数の2倍以上であればよいことになる。また、送信用周波数変換器の出力角周波数を $\omega_{L0} + \omega_{IF}$ とする場合、L0信号の3次高調波である $3\omega_{L0}$ により角周波数 $\omega_{L0} + \omega_{IF}$ に変換される周波数成分は角周波数 $2\omega_{L0} - \omega_{IF}$ の成分である。このため、相互コンダクタンスと電流スイッチ間に挿入する共振器の共振角周波数は $2\omega_{L0} - \omega_{IF}$ とすると優れた雑音特性が得られる。

【0028】

並列共振回路の共振周波数（ ω ）は、略（ $2\omega_1 \pm \omega_2$ ）【ただし、 ω_1 ：局部発振周波数、 ω_2 ：所望の出力周波数】とすればよい。 $\omega = (2\omega_1 \pm \omega_2)$ が望ましいが、設計上許容する範囲での誤差は構わない。

【0029】

本発明による周波数変換器が適用できる応用システムの例として、携帯電話機やその他の移動無線通信機器における無線送受信機回路について説明する。図7は、ヘテロダイン方式による無線送受信機の無線部の回路構成を示している。なお、ここでは、送受の切り替えを時分割で行なうTDD(Time Division Duplex)方式を例として説明するが、これに限るものではない。

【0030】

送信時には、送信側ベースバンド処理部(TX-BB)からベースバンド信号発生部で発生された直交した二つのベースバンド信号 $I_{ch}(TX), Q_{ch}(TX)$ が適当な帯域制限フィルタにより処理されて出力される。これらのベースバンド信号 $I_{ch}(TX), Q_{ch}(TX)$ は乗算器と加算器からなる直交変調器に入力され、周波数 f_{L02} の第2局部発振信号を変調する。第2局部発振信号は局部発振器(f_{L02})で発生され、90度移相器(90-PS)により直交した二つの信号に分割されて直交変調器に入力される。

【0031】

この直交変調器から出力される変調後の信号はIF信号であり、可変利得増幅器

(VGA)に入力される。可変利得増幅器は、図示されない制御系からの利得可変信号に従って入力されたIF信号を適當な信号レベルに調節する。

【0032】

可変利得増幅器から出力されるIF信号は、一般に直交変調器および可変利得増幅器で発生する不要な高調波を含むため、この不要成分を除去するためのローパスフィルタまたはバンドパスフィルタ(FIL1)を介して本発明に係わるアップコンバータ(UPCON)に入力される。

【0033】

本発明に係わるアップコンバータは、IF信号と第1局部発振器(f_{L01})で発生される周波数 f_{L01} の第1局部発振信号との乗算を行い、周波数 $f_{L01} + f_{L02}$ のRF信号と周波数 $f_{L01} - f_{L02}$ のRF信号を生成する。これら二つのRF信号のいずれか一方が所望波とされ、一方は不要なイメージ信号である。ここでは、周波数 $f_{L01} + f_{L02}$ のRF信号を所望波とするが、周波数 $f_{L01} - f_{L02}$ のRF信号を所望波としてもよい。

【0034】

イメージ信号は、イメージ除去フィルタ(FIL2)により除去される。所望波は電力増幅器(PA)により所要の電力レベルまで増幅された後、送受切り替えスイッチ(T/R)を介してアンテナ(ANT)に供給され、電波として放射される。

【0035】

一方、受信時には、アンテナから出力される受信RF信号が送受切り替えスイッチおよびバンドパスフィルタ(FIL3)を介して低雑音増幅器(LNA)に入力される。低雑音増幅器により増幅された受信RF信号は、イメージ除去フィルタ(FIL4)を介して本発明に係わるダウンコンバータ(DOWNCON)に入力される。

【0036】

本発明に係わるダウンコンバータは、第1局部発振器で発生される周波数 f_{L01} の第1局部発振信号と受信RF信号の乗算を行い、受信RF信号をIF信号に周波数変換する。

【0037】

IF信号はバンドパスフィルタ(FIL5)を通過した後、本発明の可変利得増幅器(VGA)を介して分波器(図示せず)および乗算器からなる直交復調器に入力される。

【0038】

直交復調器には、送信部の直交変調器と同様に、周波数 f_{L02} の直交した第2局部発振信号が入力される。この直交復調器の出力I_{ch}(RX)およびQ_{ch}(RX)は受信部ベースバンド処理部(RX-BB)に入力され、受信信号が復調される。

【0039】

【発明の効果】

本発明によれば、シングルバランストミキサおよびダブルバランストミキサにおいて、消費電流を増加せずに、利得を高めることができしかも、低雑音化を達成できる周波数変換器及びこれを用いた無線送受信機が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明一実施形態において周波数変換器の高利得化を実現する概念図。

【図2】

図1に示した周波数変換器の高利得化を実現する具体例を示す図。

【図3】

本発明一実施形態において周波数変換器の高利得化を実現する他の1つの概念図。

【図4】

図3で示した周波数変換器の高利得化を実現する具体例を示す図。

【図5】

図3で示した周波数変換器の高利得化を実現する他の1つの具体例を示す図。

【図6】

本発明において周波数変換される雑音を説明するための図。

【図7】

本発明に係る周波数変換器を用いた無線部の構成例を示す図。

【図8】

従来の周波数変換器の構成例を示す図。

【図9】

相互コンダクタンスをみた等価回路および電流スイッチをみた等価回路を示す

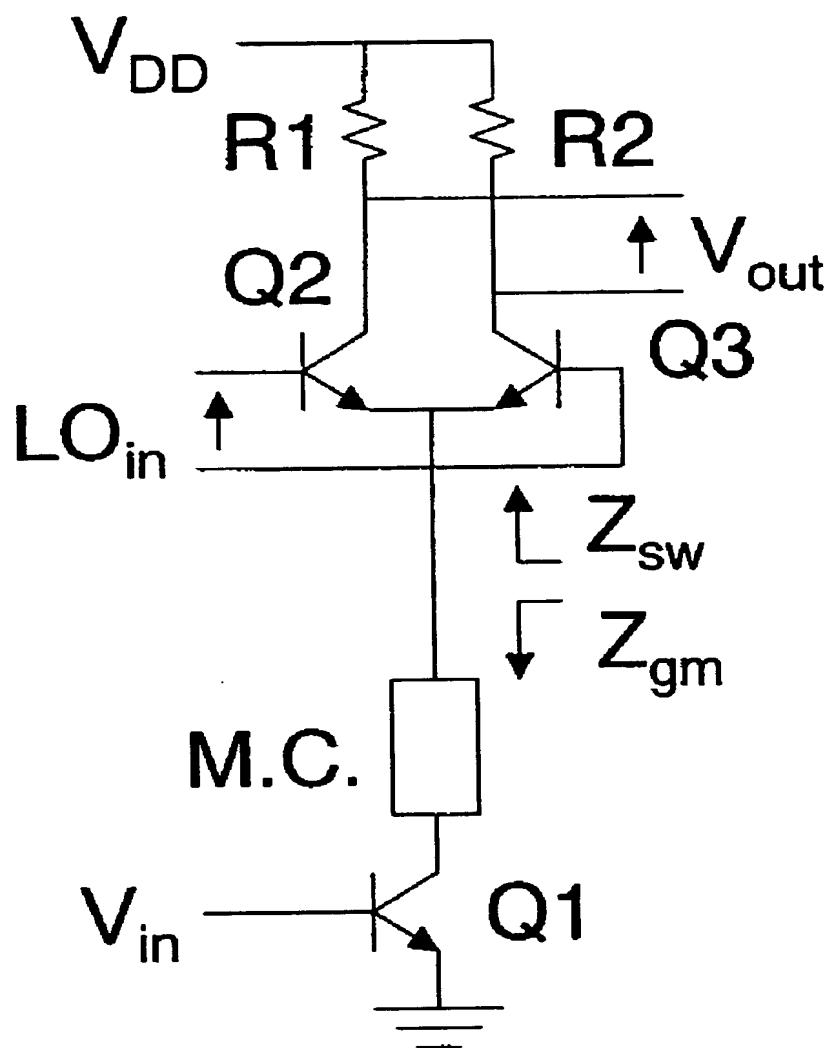
図。

【符号の説明】

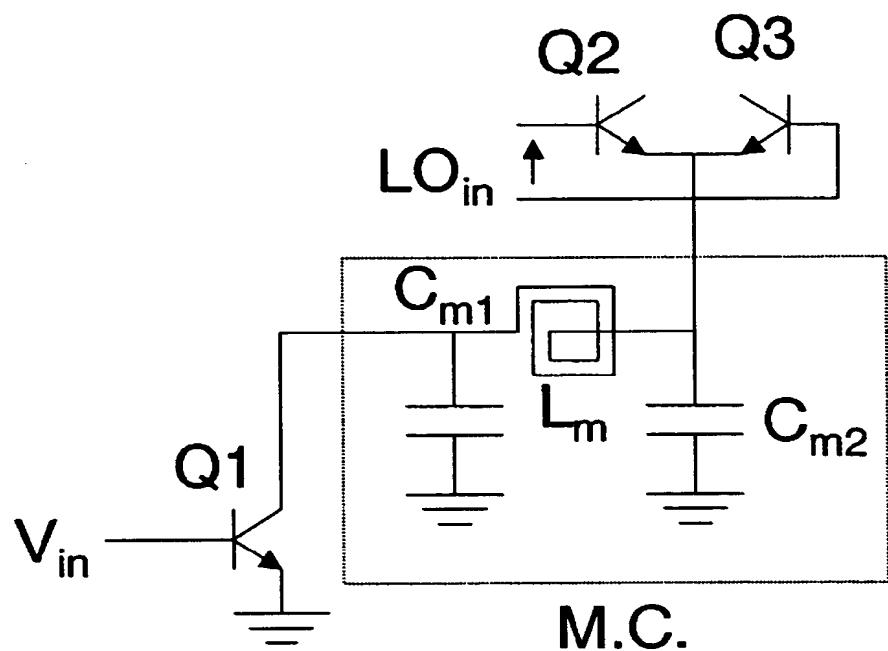
$Q_i \dots$ トランジスタ ($i=$ 整数)、
 $R_i \dots$ 抵抗 ($i=$ 整数)、
 $R_{gm} \dots$ 相互コンダクタンス側をみた抵抗成分、
 $C_{gm} \dots$ 相互コンダクタンス側をみたキャパシタ成分、
 $Z_{gm} \dots$ 相互コンダクタンス側をみたインピーダンス、
 $R_{sw} \dots$ 電流スイッチ側をみた抵抗成分、
 $C_{sw} \dots$ 電流スイッチ側をみたキャパシタ成分、
 $Z_{sw} \dots$ 電流スイッチ側をみたインピーダンス、
M.C. . . 整合回路、
 $C_{m1}, C_{m2} \dots$ 整合回路に用いるキャパシタ、
 $L_m \dots$ 整合回路に用いるインダクタ、
 $L_x \dots$ インダクタ、
 $C_x \dots$ キャパシタ、
 $V_{in} \dots$ 入力信号、
 $V_{out} \dots$ 出力信号、
VGA . . . 可変利得増幅器、
TCVGA . . . 温度補償用可変利得増幅器、
ANT . . . アンテナ、
FIL*i* . . . フィルタ ($i=$ 整数)、
TX-BB . . . 送信部のベースバンド処理部、
RX-BB . . . 受信部のベースバンド信号処理部、
UPCON . . . アップコンバータ、
DOWNCON . . . ダウンコンバータ、
T/R . . . 送受切り替えスイッチ、
90-PS . . . 90度移相器、
 $f_{Loi} \dots$ 局部発信器およびその発振周波数 ($i=$ 整数)。

【書類名】 図面

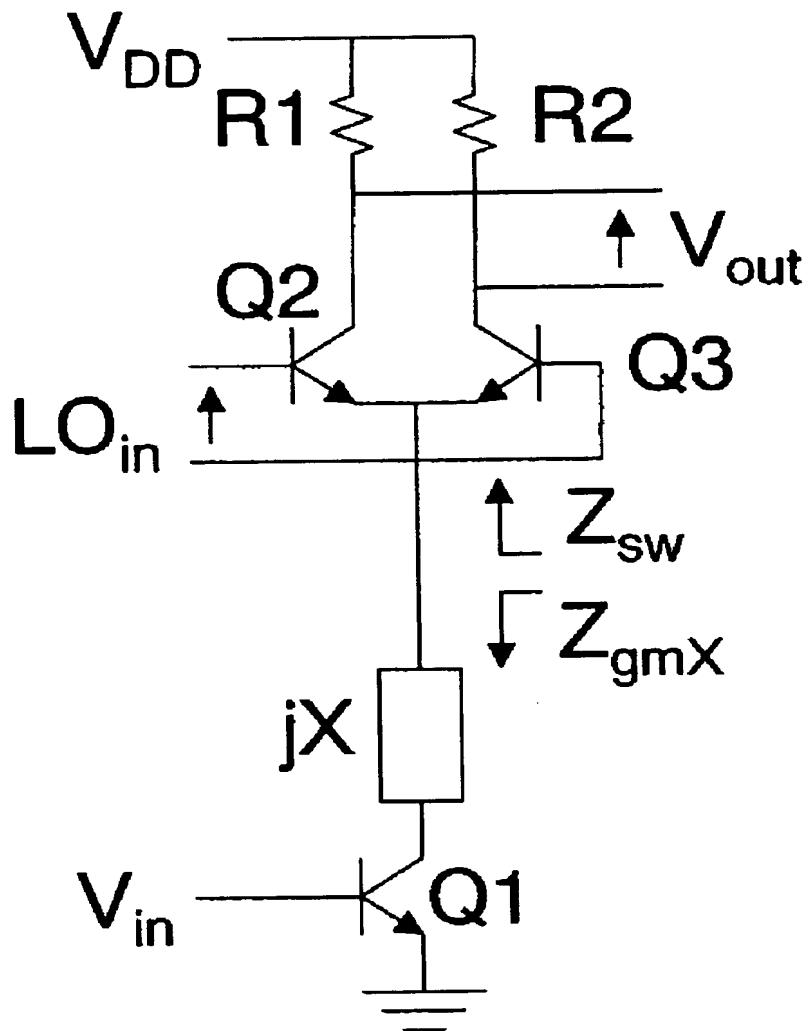
【図1】



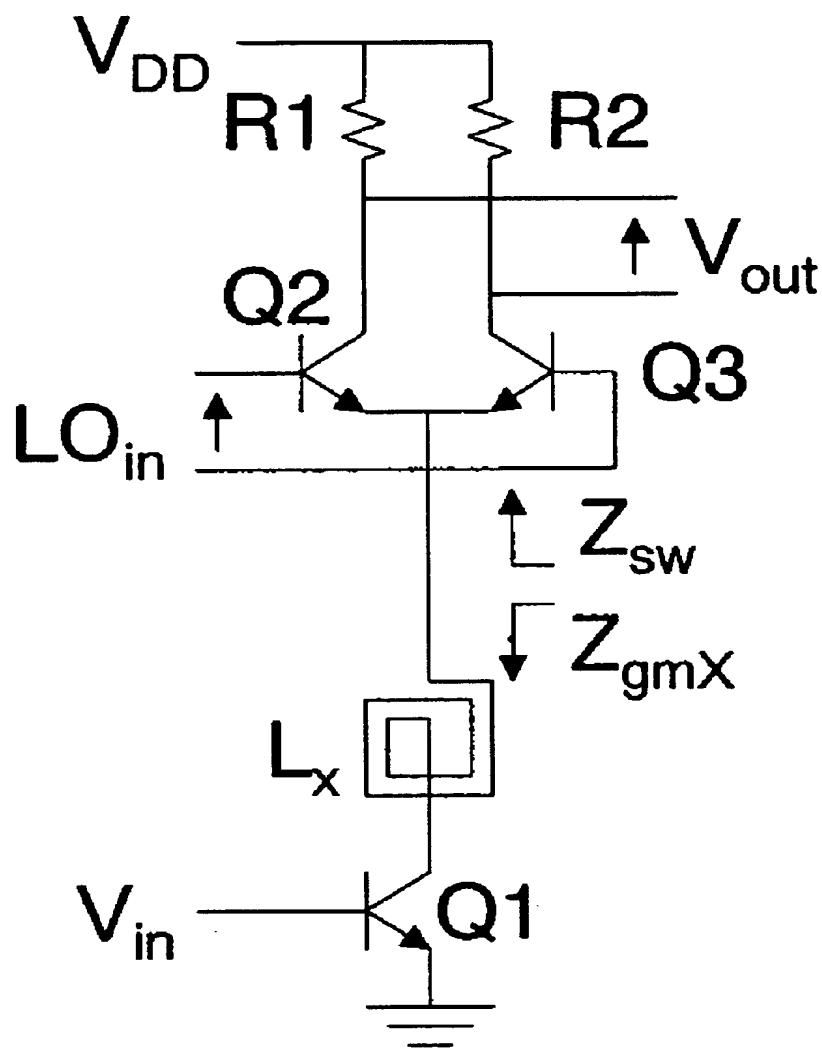
【図2】



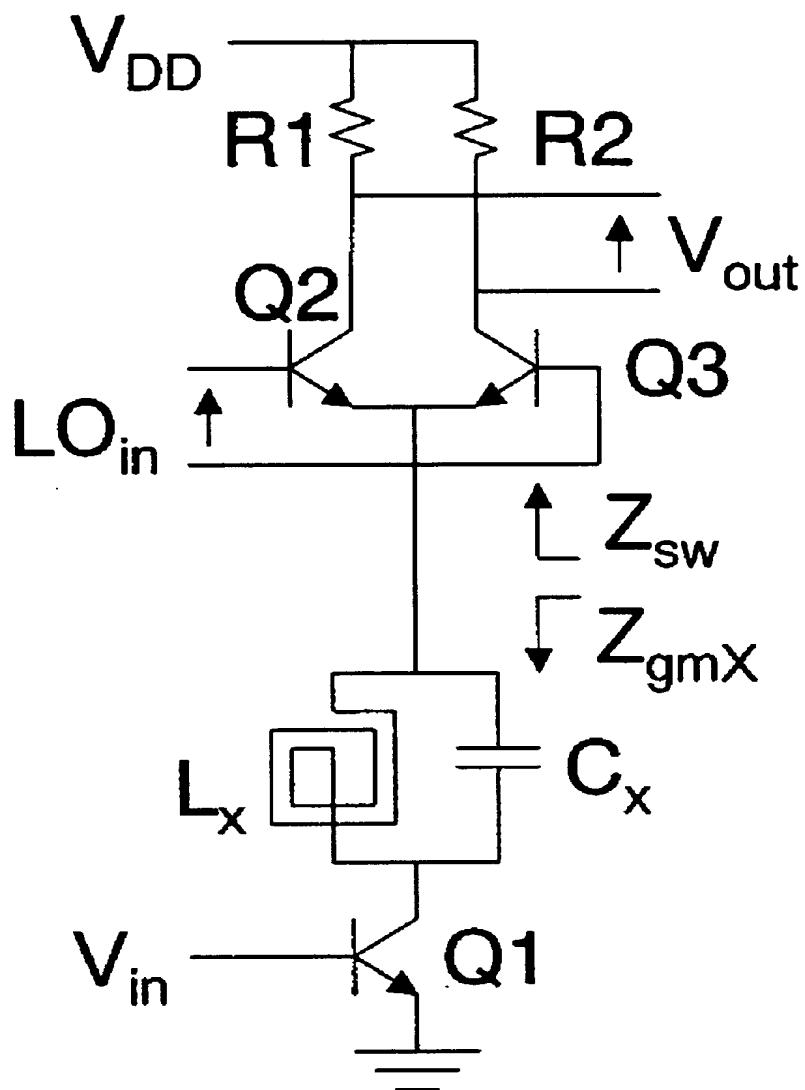
【図3】



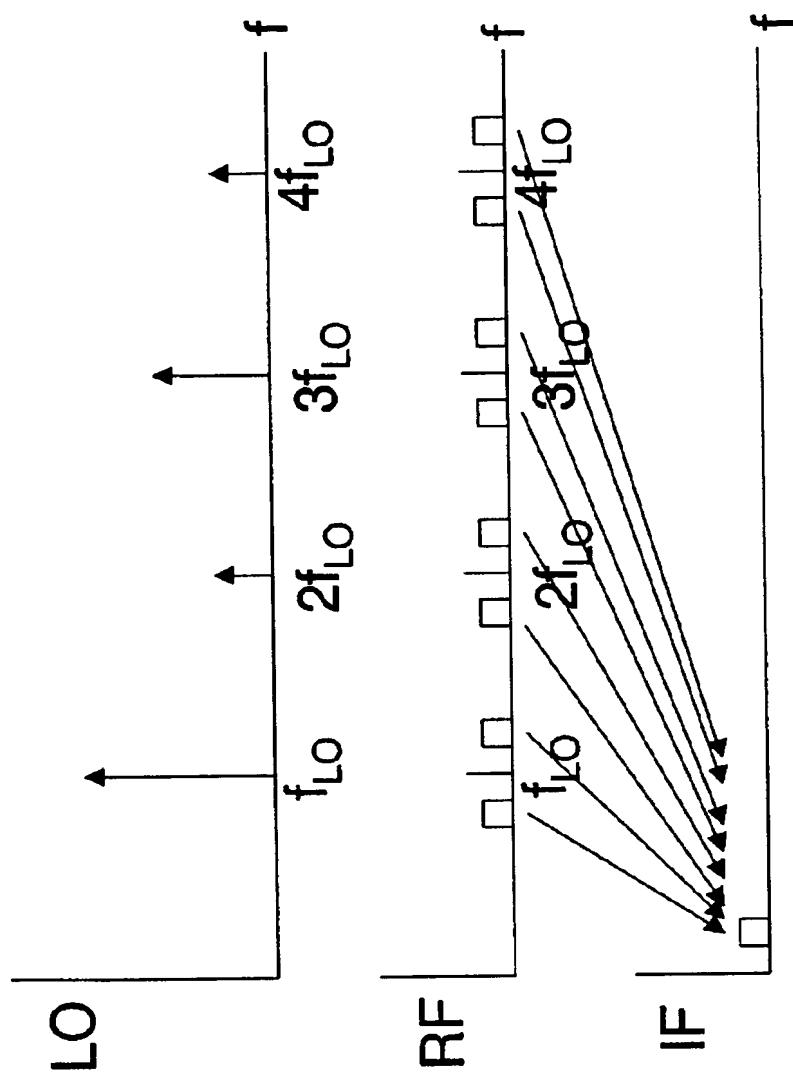
【図4】



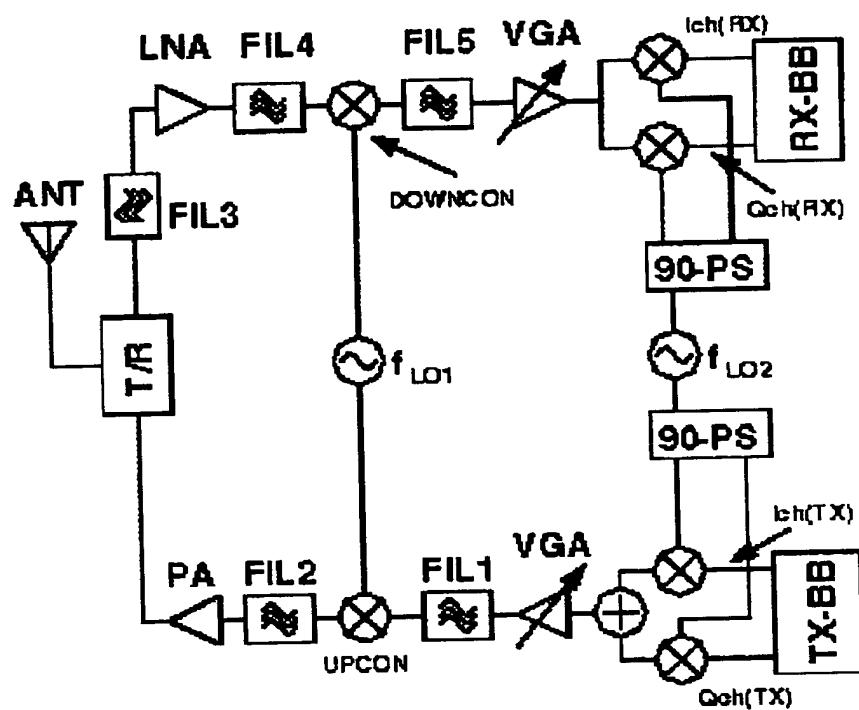
【図5】



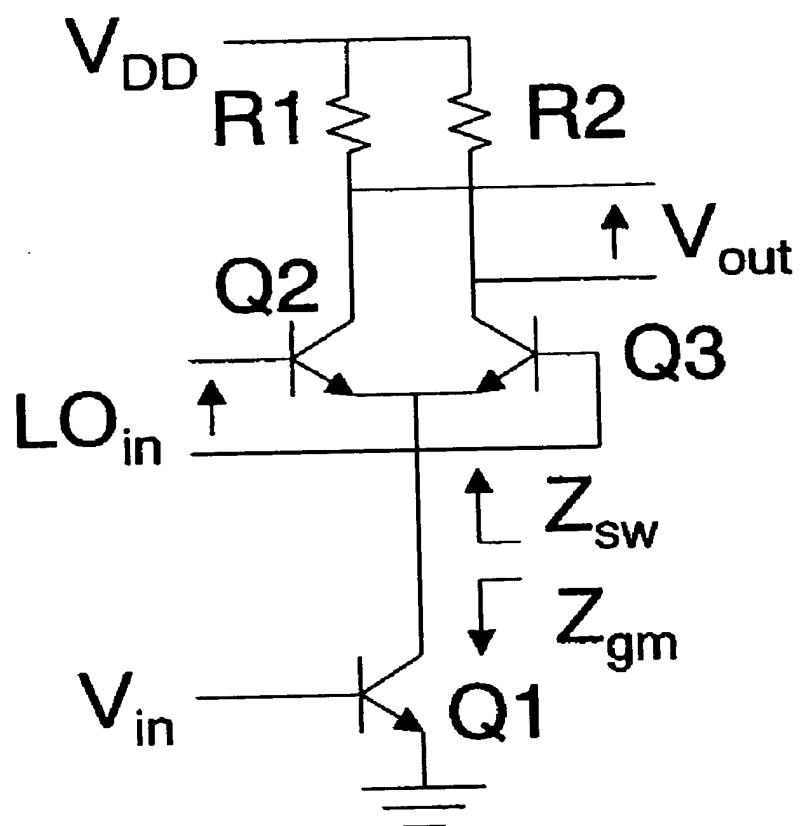
【図6】



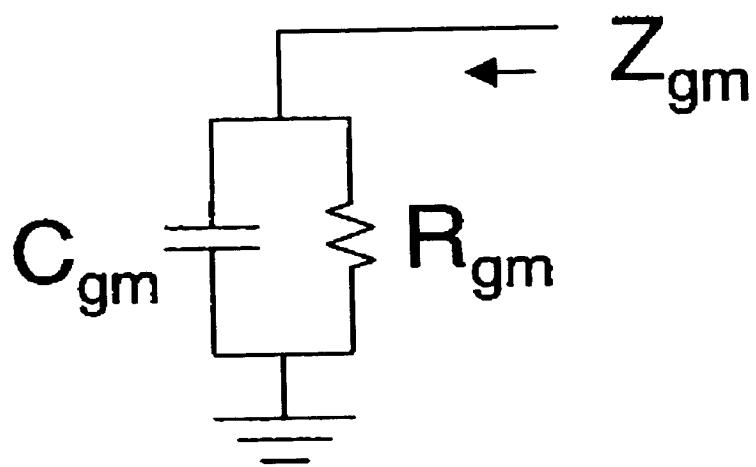
【図7】



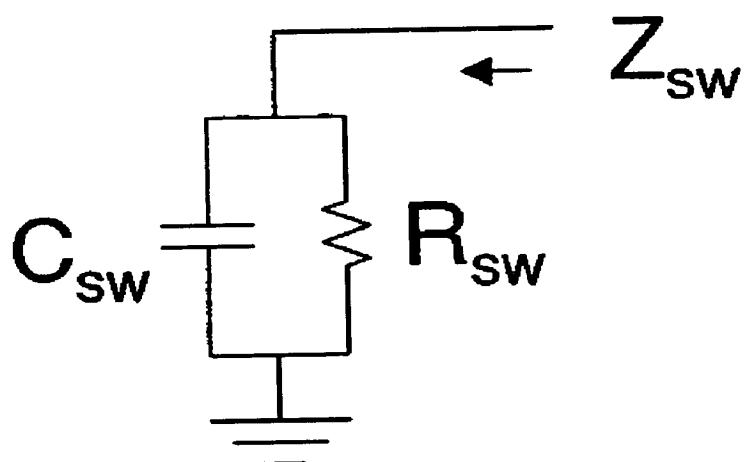
【図8】



【図9】



(a)



(b)

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 利得を上げると共に低雑音化が可能な周波数変換器及びこれを用いた無線送受信機を提供すること消費電力を大きくせず、シングルバランストミキサおよびダブルバランストミキサの利得を上げること。

【解決手段】 相互コンダクタンス増幅器の出力端とスイッチ部の入力端子間にICで製造できるインダクタ、キャパシタを用いた整合回路を挿入する。また、簡易的な手法として、インダクタまたはインダクタとキャパシタからなる並列共振回路を挿入する。

【選択図】 図5

出願人履歴情報

識別番号 [000003078]

1. 変更年月日 2001年 7月 2日

[変更理由] 住所変更

住 所 東京都港区芝浦一丁目1番1号

氏 名 株式会社東芝